

## 音響測位における位相特性による誤差についての基礎検討

熊木逸人\* 諏訪部開 中村将成 秋山尚之 杉本雅則 橋爪宏達  
(北大)<sup>†</sup> (北大) (北大) (総研大) (北大) (情報研)

## 1 はじめに

近年、スマートフォンやタブレット端末などの急速な普及によって、あらゆる場所において情報サービスの提供を受けることが可能となった。それに伴い、人がどこにいるのか、物がどこにあるのかといった位置情報の重要性が高まっている。現在、位置情報を利用するアプリケーションにおいて広く普及している位置推定システムとして、GPS(Global Positioning System) が挙げられる。GPS は、複数の人工衛星から信号を受信することにより、受信機の位置を特定するシステムである。しかし、GPS の精度は数メートル程度であり、その誤差を許容できる場合でなければ使用することができない。また、屋内などの信号が遮蔽されてしまう可能性がある環境においては使用が困難となる。

そこで、屋内において位置情報をより高精度に推定するために様々な研究が行われている。屋内での位置推定手法には、音や光、電波などの信号を用いたものが提案されている。これらの中で音響信号を用いることの利点としては、光や電波と比較すると信号の伝搬速度が遅いために高い精度を得ることができるという点が挙げられる。

音響信号を用いた位置推定手法にも様々な方式が存在するが、三辺測量の原理を用いる場合、正確な送受信時刻の検出が重要となる。しかし、例えば図1のようなバースト信号を発信した場合、送受信側では信号の両端

に歪みが生じる。その歪みのために信号パワーの閾値による判定では正確な受信時刻を検出することが困難となる。その問題を回避する位置推定手法が位相一致法(Phase Accordance Method) [1] である。

われわれのグループではこれまでに、位相一致法を用いた超音波ロボットトラッキングシステム [2]、モーションキャプチャシステム [3]、速度・距離高速推定システム [4]、スマートフォン向け3次元位置認識システム [5] 等を構築した。これらのシステムの評価実験を通して、測位誤差の主要な原因の1つがスピーカとマイクロフォンの位相特性に起因することを明らかにした。本論文では、スマートフォンを対象とした測位システムの性能を向上させるため、高域可聴周波数帯域におけるスピーカの位相特性について実験を行い、その結果と考察を示す。

## 2 関連研究

Active Bat [6] は、屋内に複数の超音波受信機を取り付け、Bat と呼ばれる超音波送信機からの超音波の伝達時間を利用して送信機の位置を推定する ToA (Time of Arrival) 方式のシステムである。Cricket [7] は、送信機から超音波と RF 信号を発信することで受信機の位置を推定する。このシステムは、ターゲットの角度を計測可能な Cricket Compass [8] というシステムに拡張されている。Cricket Compass は信号の位相比較による AoA (Angle of Arrival) 方式を使用しているため、高い計測分解能を持つ。よって、受信素子を短い基線長の小ユニットにまとめたにもかかわらず 5cm の計測精度を得ている。一方で角度計測の  $2\pi$  のあいまい性を回避する必要がある。複数の受信素子を使用してそれを行っている。

一般的に、携帯端末に内蔵されているスピーカとマイクは、超音波を送受信するのに適していない。Filonenko ら [9] は、数種類の携帯端末の内蔵スピーカについて、17kHz から 22kHz の帯域の特性を調査している。WARLUS [10] では、サーバ PC から 21kHz の超音波と Wi-Fi 信号を同時に送出し、PDA(Personal Digital Assistant) で両方を受信する。超音波と Wi-Fi 信号の受信時刻の時間差で、PDA がサーバ PC と同じ部屋にあるか

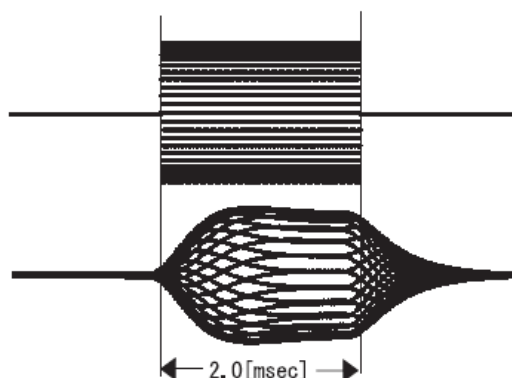


図1 送信波形(上段)と受信波形(下段)  
([1]より引用)

\*kumaki@main.ist.hokudai.ac.jp

<sup>†</sup>札幌市北区北14条西9丁目北海道大学工学部

否かを判定する. Tarzia らによって提案されたシステム [11] では, acoustic background spectrum を部屋ごとの fingerprint として利用する. この fingerprint を携帯端末で検知することで, どの部屋にいるのかを判定する. 33 部屋を使って実験したところ, 正答率は 69% と報告されている. BeepBeep [12] は, 二つの PDA 間で, 時刻同期を行うことなく ToA 方式による距離計測を行っている. Liu [13] らは, Wi-Fi 信号の RSSI(Received Signal Strength Indicator)による位置推定の結果を, BeepBeep のような距離計測を組み合わせることにより補正するシステムを提案した. ASSIST [14] は, スマートフォンからチャープ信号を送信し, TDoA(Time Difference of Arrival) 方式を用いて位置を計算する. 受信機が利用できない時は, スマートフォン内蔵の加速度センサとカルマンフィルタを用いて位置計測を行う. 実験での誤差は 30cm 以内であった. Yan らによって提案されたシステム [15] では, カーステレオを用いることで, 車内において運転手と乗客のスマートフォンを識別する. Rishabh [16] らは, 疑似乱数で作成した白色雑音を送信信号とし, 背景音楽に紛れさせることによって, ユーザが雑音に気付かないように位置計測を行うシステムを提案した. 誤差は 94% の割合で 20cm 以内であった.

### 3 位相一致法とその誤差要因

#### 3.1 位相一致法

位相一致法では, 送信機-受信機間の正確な測距を実現するために, 図 2 のように周波数の異なる 2 つの正弦波を重ねることのできる波 (sync pattern) をバースト信号として送信する. 周波数がそれぞれ  $f_1, f_2$  の二つの正弦波を用いるとすると, 式 (1) の波形が得られる.

$$s(t) = a_1 \sin(2\pi f_1 t) + a_2 \sin(2\pi f_2 t) \quad (1)$$

sync pattern 中には, 2 つの正弦波の位相が一致する点 (epoch) が 1 つだけ存在する. この epoch の検出時刻を sync pattern の受信時刻とすることで, 受信信号の端が歪んでいても, 正確な受信時刻を得ることができる. 以下に sync pattern から 2 つの周波数の異なる正弦波を分離し, それぞれの位相を計算する方法について述べる.

受信波形等を関数空間のベクトルとみなし, その内積を式 (2) の積分で定義する.

$$\langle f(t), g(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \overline{g(t)} dt \quad (2)$$

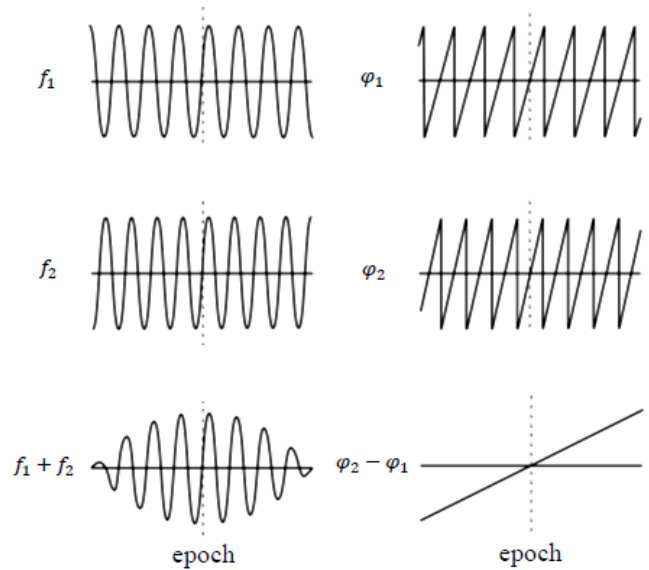


図 2 sync pattern  
([1]より引用)

ただし,  $\overline{g(t)}$  は  $g(t)$  の複素共役である. ここで, 積分時間  $T$  は受信機の観測時間窓であり, sync pattern より短い時間に設定される.

式 (2) より,  $\sin(\omega t + \varphi)$  と複素正弦波  $e^{j\Omega t}$  の内積は,

$$\begin{aligned} \langle \sin(\omega t + \varphi), e^{j\Omega t} \rangle &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \sin(\omega t + \varphi) \overline{e^{j\Omega t}} dt \\ &= \frac{1}{2Tj} \int_{-T/2}^{T/2} (e^{j(\omega t + \varphi)} - e^{-j(\omega t + \varphi)}) e^{-j\Omega t} dt \\ &= \frac{1}{2Tj} \int_{-T/2}^{T/2} (e^{j(\omega - \Omega)t + j\varphi} - e^{-j(\omega + \Omega)t - j\varphi}) dt \\ &= \frac{1}{2Tj} \left( e^{j\varphi} \frac{e^{j(\omega - \Omega)T/2} - e^{-j(\omega - \Omega)T/2}}{j(\omega - \Omega)} - e^{-j\varphi} \frac{e^{j(\omega + \Omega)T/2} - e^{-j(\omega + \Omega)T/2}}{j(\omega + \Omega)} \right) \\ &= \frac{1}{2j} \left( e^{j\varphi} \frac{\sin(\omega - \Omega)T/2}{(\omega - \Omega)T/2} - e^{-j\varphi} \frac{\sin(\omega + \Omega)T/2}{(\omega + \Omega)T/2} \right) \\ &= \frac{1}{2j} \left( e^{j\varphi} \operatorname{sinc} \frac{\omega - \Omega}{2} T - e^{-j\varphi} \operatorname{sinc} \frac{\omega + \Omega}{2} T \right) \quad (3) \end{aligned}$$

となる. ここで,  $j$  は虚数単位,  $\varphi$  は複素正弦波に対する正弦波の位相のずれ,  $\omega = 2\pi f$  は角周波数,  $\operatorname{sinc} x = \sin x/x$  は標本化関数である.

式 (3) を用いると, 式 (1) の sync pattern  $s(t)$  と複素正弦波  $e^{j\omega_1 t}$  との内積は,

$$\begin{aligned} \langle s(t), e^{j\omega_1 t} \rangle &= \frac{1}{2j} a_1 (e^{j\varphi_1} - e^{-j\varphi_1} \text{sinc} \omega_1 T) \\ &+ \frac{1}{2j} a_2 \left( e^{j\varphi_2} \text{sinc} \frac{\omega_2 - \omega_1}{2} T - e^{-j\varphi_2} \text{sinc} \frac{\omega_2 + \omega_1}{2} T \right) \end{aligned} \quad (4)$$

となる． $\langle s(t), e^{j\omega_2 t} \rangle$  についても式 (4) と同様に計算されるので，

$$\begin{aligned} &\begin{pmatrix} 1 & \text{sinc} \frac{\omega_1 - \omega_2}{2} T \\ \text{sinc} \frac{\omega_1 - \omega_2}{2} T & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 e^{j\varphi_1} \\ a_2 e^{j\varphi_2} \end{pmatrix} \\ &- \begin{pmatrix} \text{sinc} \omega_1 T & \text{sinc} \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} T \\ \text{sinc} \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} T & \text{sinc} \omega_2 T \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 e^{-j\varphi_1} \\ a_2 e^{-j\varphi_2} \end{pmatrix} \\ &= 2j \begin{pmatrix} \langle s(t), e^{j\omega_1 t} \rangle \\ \langle s(t), e^{j\omega_2 t} \rangle \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

という  $a_1 e^{j\varphi_1}$  ,  $a_2 e^{j\varphi_2}$  を未知数とする方程式にまとめることができる．この方程式は厳密に解くことが可能である．

時間窓  $T$  を十分長くとれば， $\text{sinc} x$  は 0 に近似することができるので，式 (5) は，

$$\begin{aligned} \langle s(t), e^{j\omega_1 t} \rangle &= \frac{1}{2j} a_1 e^{j\varphi_1} \\ \langle s(t), e^{j\omega_2 t} \rangle &= \frac{1}{2j} a_2 e^{j\varphi_2} \end{aligned} \quad (6)$$

という 2 つの等式になる．これにより時間窓  $T$  の中心を  $t = 0$  とした時刻原点における 2 つの正弦波の位相  $\varphi_1$  ,  $\varphi_2$  を得ることができるので，2 つの正弦波の位相一致点は，

$$t = -\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{\omega_1 - \omega_2} = -\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2\pi(f_1 - f_2)} \quad (7)$$

と計算することができ，この時刻  $t$  が，受信した sync pattern の epoch となる．

われわれはこれまでに，位相一致法での 3 m 測距実験において 0.03 mm の精度を実現できることを確認した [1]．本手法を用いた三辺測量により，次節に示すような 3 次元測位が可能となる．

### 3.2 3 次元位置計算

信号の送信時刻や受信時刻を用いて位置計算を行う方法として ToA (Time of Arrival) と TDoA (Time Dif-

ference of Arrival) という方式がある．ToA 方式は，送信機—受信機間の，信号の伝搬時間を計測することで位置計算を行う方式である．ToA 方式では，3 次元での位置計算に最低 3 台の送信機を必要とする．各送信機の位置をそれぞれ  $(x_1, y_1, z_1)$ ,  $(x_2, y_2, z_2)$ ,  $(x_3, y_3, z_3)$ ，受信機の位置を  $(x, y, z)$ ，各送信機からの信号の伝達時間をそれぞれ  $\Delta t_1, \Delta t_2, \Delta t_3$ ，音速を  $c$  とすると，式 (7) のような連立方程式によって位置を計算することができる．

$$\begin{cases} (x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2 = c^2 \Delta t_1^2 \\ (x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2 + (z_2 - z)^2 = c^2 \Delta t_2^2 \\ (x_3 - x)^2 + (y_3 - y)^2 + (z_3 - z)^2 = c^2 \Delta t_3^2 \end{cases} \quad (7)$$

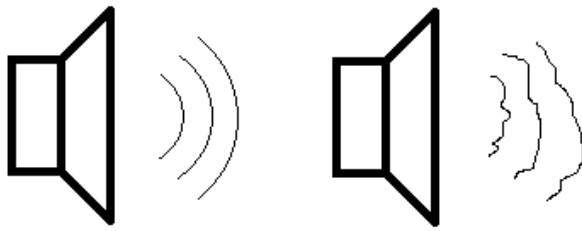
このように，ToA 方式では信号の伝達時間を求めるために送信機—受信機間で時刻同期をとらなければならない．時刻同期としては，NTP (Network Time Protocol) や送信側からの電磁波を用いる方法などが挙げられる．これらの方法により，数 10 $\mu$ s (測距精度 1 cm 程度) の時刻同期をスマートフォンで実現するのは現時点では難しい．

一方，TDoA 方式は時刻同期を必要としない．こちらの方式では，複数の送信機と受信機の距離差を用いて位置計算を行う．また，3 次元での位置計算には最低 4 台の送信機が必要となる．送信機  $i$  の位置を  $\mathbf{p}_i = (x_i, y_i, z_i)$ ，受信機の位置を  $\mathbf{p} = (x, y, z)$ ，各送信機からの信号の受信時刻をそれぞれ  $t_1, t_2, t_3, t_4$ ，音速を  $c$  とすると，式 (8) のような連立方程式によって位置を計算することができる．なお， $\|\mathbf{a}\|$  はベクトル  $\mathbf{a}$  のノルムである．

$$\begin{cases} \|\mathbf{p}_1 - \mathbf{p}\| - \|\mathbf{p}_2 - \mathbf{p}\| = c^2(t_1 - t_2)^2 \\ \|\mathbf{p}_1 - \mathbf{p}\| - \|\mathbf{p}_3 - \mathbf{p}\| = c^2(t_1 - t_3)^2 \\ \|\mathbf{p}_1 - \mathbf{p}\| - \|\mathbf{p}_4 - \mathbf{p}\| = c^2(t_1 - t_4)^2 \end{cases} \quad (8)$$

### 3.3 位相一致法の誤差要因

位相一致法を用いた推定結果には，いくつかの要因により誤差が生じる．その一つとして，音響信号の送信機として用いるスピーカの位相特性が挙げられる．位相一致法では，送信機からの音響信号が理想的な球面波であることを仮定している．しかし，図 3 のように，スピーカから送信される波形は滑らかな球面波ではない．よって，送信点からの距離が等しい受信点であるにもかかわらず，スピーカからの方向に依存して音波の到着時間に差が生じる．正確な 3 次元位置認識を実現するためには，位相特性による誤差を補正する必要がある．



理想的な波形

実際の波形

図3 スピーカの位相特性

## 4 位相特性計測実験

### 4.1 実験設定

スピーカの位相特性による誤差を補正するため、これに関する調査実験を行った。実験装置を以下に示す。

NF 回路設計ブロック社のマルチファンクションジェネレータ WF1948 (図4) で 14.75kHz と 15.25kHz の正弦波を重ねた sync pattern を生成し、それを自作のアンプ (図5) で増幅したものを送信機で送信した。送信機にはダイナミックスピーカと圧電スピーカをそれぞれ用い、前者には Fostex 社の FT200D (図6) を、後者には THRIVE 社の OMR20F10-BP-310 (図7) を採用した。

これらを用いて送信機の位相特性を調査するため、オリエンタルモーター社の電動スライダ SPVM8L150UA にリオン社の計測用マイクロフォン UC-31 を乗せて水平方向に動かした後、受信機の位相特性が結果に含まれないよう、各点において受信機を送信機の中心へと向けてから、受信した音波を用いて ToA 方式で推定距離を算出した。時刻同期はファンクションジェネレータからの電気信号で行った。実験環境を図8に示す。実験は防音室で行い、信号の検出や位置計算は PC で行った。



図4 WE1948

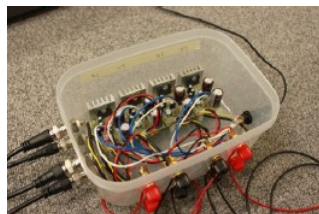


図5 信号増幅器



図6 FT200D



図7 OMR20F10-BP-310



図8 実験環境

### 4.2 ダイナミックスピーカの位相特性

ダイナミックスピーカを用いた計測では、初期位置における送信機と受信機の距離を 60cm とし、そこから水平方向に -10 度から +10 度の範囲を 1 度ずつ計測した。室温は摂氏 24 度であった。計測は各点 10 回連続で行い、21 点での計測を 1 セットとして 3 セット繰り返したが、標準偏差は高々 1mm 程度であった。

その結果を図9に示す。横軸は送信機と受信機の角度で、縦軸は推定距離と実際の距離の誤差を cm 単位で表している。1, 2, 3 セット目の結果が、それぞれ実線、破線、点線である。

この結果から、ある程度の傾向は読み取れるものの、ダイナミックスピーカの位相特性は 1 度ごとの変化が大きく、各セット間の変動も大きいことがわかる。

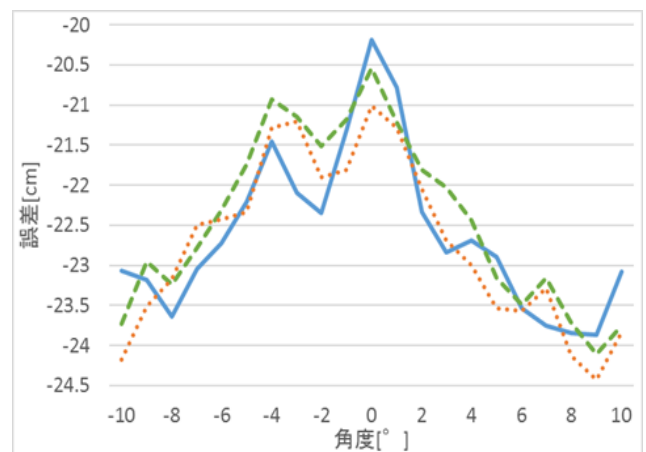


図9 ダイナミックスピーカの位相特性

### 4.3 圧電スピーカの位相特性

圧電スピーカを用いた計測では、初期位置における送信機と受信機の距離を 10cm とした場合と、30cm とした場合の計測を行った。前者は、そこから水平方向に -40mm から +40mm の範囲を 1mm ずつ計測した。角度にして、およそ -22 度から +22 度の範囲を計測したことになる。

室温は摂氏 28 度であった。計測は各点 100 回連続で行ったが、明らかな外れ値である -40mm の結果を除き、標準偏差は高々 6mm 程度で、その平均値はおよそ 2mm であった。なお、この計測では、スピーカの直径が 35mm であることから、-40mm から +40mm の範囲では送信機と受信機はほぼ正対し続けるので、受信機を送信機を中心へ向ける作業は行っていない。

計測の結果を図 10 に示す。横軸は、マイクを初期位置から水平方向に動かした距離を mm 単位で表している。縦軸は、初期位置における推定距離を基準として算出した実際の距離と推定距離との誤差を cm 単位で表し、一目盛りは 10cm である。エラーバーは標準偏差を示す。

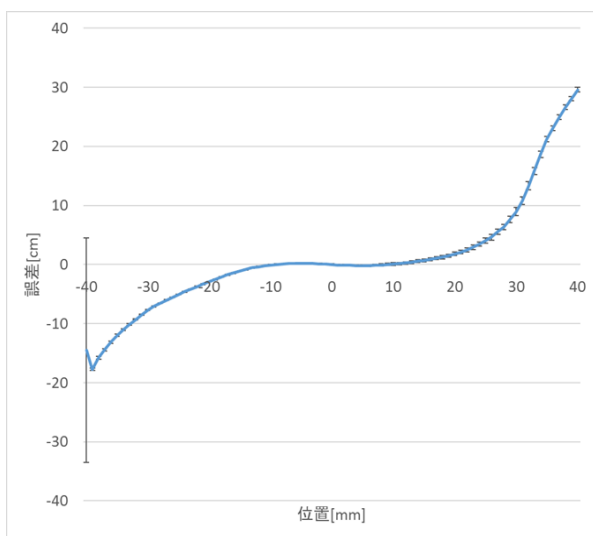


図 10 圧電スピーカの位相特性 I

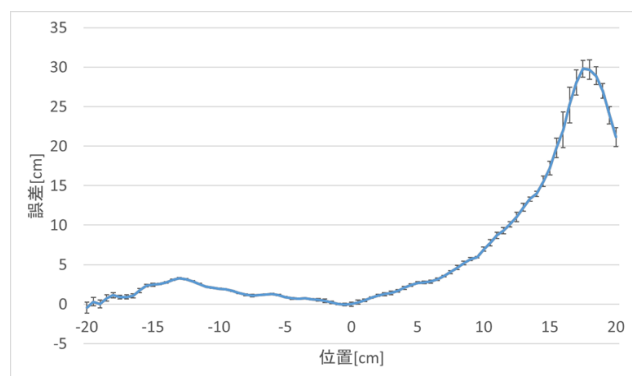


図 11 圧電スピーカの位相特性 II

また、初期位置において送信機と受信機の距離を 30cm とした場合は、そこから水平方向に -20cm から +20cm の範囲を 0.5cm ずつ計測した。角度にして、およそ -34 度から +34 度の範囲を計測したことになる。室温は摂氏 28 度であった。計測は各点 100 回連続で行ったが、標準偏差は高々 2cm 程度で、その平均値はおよそ 4mm であ

た。計測の結果を図 11 に示す。各軸の示すものは図 10 と同様であるが、図 11 は横軸も cm 単位であり、縦軸の一目盛りは 5cm である。エラーバーは標準偏差を示す。これらの結果から、圧電スピーカの位相特性は変化が滑らかであることがわかる。

## 5 考察

### 5.1 系統誤差

4 章の実験からダイナミックスピーカ圧電スピーカともに、異なる計測点での計測値にばらつきがあるものの、各測定点での標準偏差が小さいことが確認できた。

よって、実験結果は、偶然的な誤差よりも系統的な誤差の影響を大きく受けていると考えられる。したがって、この系統誤差の大きな要因であるスピーカの位相特性を考慮した補正計算を施すことで、位置推定の精度向上が期待できる。

また、今回の実験で用いたダイナミックスピーカは日常的に用いられる一般的なスピーカであり、コイルに電流を流すことで振動板を振動させ、音を発生させている。

一方、圧電スピーカは振動板に貼りつけてある圧電素子に電圧をかけることによって圧電素子に変形し、振動板が振動することによって音が発生する仕組みになっている。この構造の違いが、位相特性の滑らかさとして実験結果に表れたと考えられる。位相特性は滑らかである方が補正計算を行いやすいため、圧電スピーカを送信機として位置推定を行うことで、より高い精度を得ることができると考えられる。

### 5.2 位相特性の補正

位相特性の影響を補正するためには、送信機として用いるスピーカの位相特性をあらかじめ計測しておく必要がある。異なる複数の計測点からの計測データを用いて補間することにより、任意の点での位相特性の推定が可能となる。得られた位相特性を測距結果に反映させて補正することで、測位性能の改善が期待される。さまざまな補間法の中からどれを選択し、どのように補正を行えばより良い精度が得られるのか今後検討していきたい。現在考えている方法の 1 つとしては、B-スプライン曲面で補間を行い、非線形最小二乗法を用いて補正を行うという方法が挙げられる。

## 6 むすび

本稿では、超音波を用いた位置推定手法として位相一致法について述べ、その誤差要因の 1 つであるスピーカ

の位相特性についての実験結果を示した。次に、より精度を高めるためにスピーカの位相補正が必要であることを示した。

実験により得られた位相特性を比較すると、ダイナミックスピーカに比べて圧電スピーカの位相特性は滑らかであり、補正に適しているために、位置推定の精度をより高めることが期待できる。今回の実験は1次元の位相特性調査のみであったが、今後は2次元の位相特性調査も行い、それによって得られたスピーカの位相特性を考慮した補正計算を行うことによって、位置推定の精度向上に取り組んでいく予定である。

## 参考文献

- [1] 橋爪宏達, 金子歩, 杉本雅則, “位相一致法による正確な超音波位置認識手法とその特性”, 電子情報通信学会論文誌. A, Vol.J-91A, pp. 435-447, 2008.
- [2] Ito, T., Sato, T., Tulathimutte, K., Sugimoto, M., Hashizume, H., “A Scalable Tracking System Using Ultrasonic Communication”, *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, Vol. E92-A, No. 6, pp. 1408-1416, 2009.
- [3] Sugimoto, M., Kanie, N., Nakamura, S., Hashizume, H., “An Accurate and Compact 3D Tracking System Using a Single Camera and Ultrasound”, *Journal of Location Based Services*, Volume 8, Issue 1, pp.18-35, 2014.
- [4] 佐藤哲也, 杉本雅則, 橋爪宏達, “高精度超音波移動体測位のための位相一致法の拡張手法”, 電子情報通信学会論文誌, Vol.J92-A, No.12, pp.953-963, 2009.
- [5] Nakamura, M., Akiyama, T., Sugimoto, M., Hashizume, H., “3D FDM-PAM: Rapid and Precise Indoor 3D Localization using Acoustic Signal for Smartphone”, In *Proceedings of UbiComp 2014*, Seattle, WA (to appear in 2014).
- [6] Ward, A., Jones, A. and Hopper, A., “A New Location Technique for the Active Office”, *IEEE Personal Communications*, Vol. 4, No. 5, pp. 42-47, 1997.
- [7] Priyantha, N., Chakraborty, A. and Balakrishnan, H., “The Cricket Location Support System”, In *Proceedings of ACM MobiCom2000*, Boston, MA, pp. 32-43, 2000.
- [8] Priyantha, N., Miu, A., Balakrishnan, H. and Teller, S., “The Cricket Compass for Context-aware Mobile Applications”, In *Proceedings of ACM MobiCom2001*, Rome, Italy, pp. 1-14, 2001.
- [9] Filonenko, V., Cullen, C. and Carswell, J., “Investigating Ultrasonic Positioning on Mobile Phones”, In *Proceedings of IEEE IPIN 2010*, Zurich, Switzerland, pp.1-8, 2010.
- [10] Borriello, G., Liu, A., Offer, T., Palistrant, C. and Sharp, R., “WALRUS: Wireless Acoustic Location with Room-Level Resolution using Ultrasound”, In *Proceedings of ACM MobiSys 2005*, Seattle, WA, pp.191-203, 2005.
- [11] Tarzia, S., Dinda, P., Dick, R. and Memik, G., “Indoor Localization without Infrastructure using the Acoustic Background Spectrum”, In *Proceeding of ACM MobiSys2011*, Washington, DC, pp. 155-168, 2011.
- [12] Peng, C., Shen, G., Zhang, Y., Li, Y. and Tan, K., “BeepBeep: A High Accuracy Acoustic Ranging System using COTS Mobile Devices”, In *Proceedings of ACM SenSys 2007*, Sydney, Australia, pp. 1-14, 2007.
- [13] Liu, H., Gan, Y., Yang, J., Sidhom, S., Wang, Y., Chen, Y., and Ye, F., “Push the limit of WiFi based localization for smartphones”, In *Proceedings of ACM MobiCom2012*, Istanbul, Turkey. pp. 305-316, 2012.
- [14] Höflinger, F., Zhang, R., Hoppe, J., Bannoura, A., Reindl, L., Wendeberg, J., Buhner, M. and Schindelbauer, C., “Acoustic Self-calibrating System for Indoor Smartphone Tracking(ASSIST)”, In *Proceedings of IEEE IPIN 2012*, Sydney, Australia, pp. 1-9, 2012.
- [15] Yang, J., Sidhom, S., Chandrasekaran, G., Vu, T., Liu, H., Cecan, N., Chen, Y., Gruteser, M., and Martin, R. P., “Detecting driver phone use leveraging car speakers”, In *Proceedings of ACM MobiCom2011*, Las Vegas, NV, pp. 97-108, 2011.
- [16] Rishabh, I., Kimber, D. and Adcock, J., “Indoor Localization using Controlled Ambient Sounds”, In *Proceedings of IEEE IPIN 2012*, Sydney, Australia, pp. 1-10, 2012.